

(19) 日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11)特許出願公開番号

特開平9-284652<sup>✓</sup>

(43)公開日 平成9年(1997)10月31日

(51) Int.Cl.<sup>6</sup>

識別記号

室内整理番号

F I

### 技術表示箇所

H04N 5/33

H 0 4 N 5/33

G O 1 J 1/02

G O 1 J 1/02

5/20

5/20

審査請求 有 請求項の数 8 FD (全 10 頁)

(21)出願番号

特願平8-122163

(22) 山題目

平成8年(1996)4月19日

(71)出願人 000004237

日本電気株式会社

東京都港区芝五丁目7番1号

(72) 発明者 遠藤 勉

東京都港区芝五丁目7番1号 日本電気株式会社内

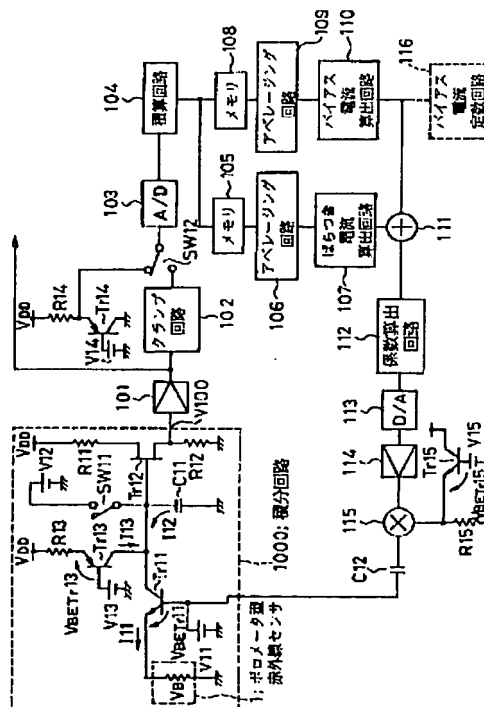
(74)代理人 弁理士 加藤 朝道

(54) 【発明の名称】 ボロメータ型赤外線撮像装置

(57) 【要約】

【課題】ボロメータ型赤外線センサのF P N補正回路において、複雑なデータ取得操作を必要とせずに、F P N、感度ばらつき補正を行う。

【解決手段】1つの均一の赤外入力条件下で、ボロメータ型赤外線センサ1の抵抗 $R_B$ のばらつき量をFPN補正信号として検出し、そのFPN補正信号をボロメータに流れる電流を制御する電圧 $V_{I1}$ へフィードバックすることにより、ボロメータ型赤外線センサの各画素の抵抗値のばらつきに拘らず、一定電流を流し、FPN補正を行う。また感度は、センサの抵抗値 $R_B$ とセンサに流れる電流 $I_{I1}$ に比例するため、このFPN補正を行うことは、同時感度ばらつきの補正を行うことになる。



## 【特許請求の範囲】

【請求項 1】ボロメータ型赤外線センサ（単に「センサ」という）と、  
前記センサの出力を読み出す積分回路と、  
前記センサの出力のばらつき量を記録する手段と、  
前記記録したばらつき量から各画素のばらつき係数を算出する手段と、  
前記係数と基準電圧を乗算する手段と、  
前記乗算手段により得られた出力を前記積分回路の制御電圧にフィードバックすることを特徴とする赤外線撮像装置。

【請求項 2】ボロメータ型赤外線センサと、  
前記ボロメータ型赤外線センサの出力信号を読み出す積分回路と、  
前記積分回路の出力を入力とするアナログデジタル変換器（「A/D変換器」という）と、  
前記A/D変換器の出力を入力とし、信号を所定の数のフレームにわたり積算する積算回路と、  
前記積算回路の出力を入力とし、各画素のレベルを記録するメモリと、  
前記メモリの出力に基づきばらつき係数を算出する係数算出回路と、  
前記係数算出回路の出力を入力とし、アナログ信号を出力するデジタルアナログ変換器（「D/A変換器」という）と、  
を備え、前記D/A変換器の出力を前記積分回路にフィードバックすることを特徴とするボロメータ型赤外線撮像装置。

【請求項 3】信号のバイアス成分をキャンセルする定電流回路と、  
バイアス電流を算出する手段と、  
ばらつき電流を算出する手段と、  
をさらに備えたことを特徴とする請求項 2 記載のボロメータ型赤外線撮像装置。

【請求項 4】前記バイアス電流を算出する手段が、  
前記定電流回路の信号をアナログ/デジタル変換したものを入力として用いることを特徴とする請求項 3 記載のボロメータ型赤外線撮像装置。

【請求項 5】前記ばらつき電流の算出手段が、前記積分回路の出力電圧をV、積分容量をC、積分時間tとして、 $(V \cdot C) / t$ の演算を行うことを特徴とする請求項 3 記載のボロメータ型赤外線撮像装置。

【請求項 6】前記バイアス電流の算出手段が、電源電圧をVDD、定電流回路の抵抗の抵抗値をR、定電流回路のトランジスタのエミッタ電圧をVEとして、 $(VDD - VE) / R$ の演算を行うことを特徴とする請求項 3 又は 4 に記載のボロメータ型赤外線撮像装置。

【請求項 7】前記係数算出回路が、各画素に流れる電流の平均値を各画素に流れる電流値で除した値から 1 差し引いた演算、または、画素に流れる電流が各画素に流れ

る電流の平均値に近いある特定の画素を基準画素として、基準画素に流れる電流値を各画素に流れる電流値で除した値から 1 差し引く演算を行うことを特徴とする請求項 2 記載のボロメータ型赤外線撮像装置。

【請求項 8】均一の赤外入力条件下で、ボロメータ型赤外線センサの抵抗のばらつき量をFPN補正信号として検出し、該FPN補正信号からボロメータに流れる電流を制御する制御電圧へフィードバックし、ボロメータ型赤外線センサの各画素の抵抗値のばらつきに依らずに一定電流を流して、FPN補正を行うようにしたことを特徴とするボロメータ型赤外線撮像装置。

## 【発明の詳細な説明】

## 【0001】

【発明の属する技術分野】本発明は、赤外線撮像装置に関し、特にボロメータ型赤外線センサのFPN、感度ばらつき補正回路に関する。

## 【0002】

【従来の技術】一般に赤外線撮像素子には、各画素の特性のばらつきのために、「固定パターンノイズ」（「FPN」という）と称される出力のばらつきが存在し、画質を改善するため画像信号に含まれるFPNを除去する必要がある。

【0003】この素子特性のばらつきは、素子毎のバイアスレベルのばらつきと、素子感度ばらつきと、に分けられる。一般的に、素子毎のバイアスレベルのばらつきを除去するには、均一の赤外入力条件下において、各センサ固有のFPNデータを取得して、これをメモリに記憶し、入力画像データから該メモリに記憶しておいた当該FPNデータを減算することにより、FPNを除去した画像データを得ている。

【0004】また素子感度のばらつきの補正は、面内均一な 2 つの異なる入射光量において出力データを取り、その差から各素子毎のゲイン（傾斜）情報を得て、乗算、減算により補正している（例えば特開平 2-107074 号公報参照）。

## 【0005】

【発明が解決しようとする課題】従来の補正回路は、以上のような構成とされているので、素子毎のバイアスレベルのばらつきと素子感度ばらつきの 2 つを補正するには、回路構成が 2 段階となり、また面内均一な 2 つの異なる入射光量において出力データを取得するなど、データ取得操作の複雑化およびデータ作成の演算処理を 2 段階行わなければ、バイアスレベルと感度ばらつきの 2 つを補正することができない。

【0006】従って、本発明は、上記事情に鑑みてなされたものであって、その目的は、1 つの均一の赤外入力条件下でデータを取得するのみで、素子毎のバイアスレベルのばらつきと素子感度ばらつきの 2 つを補正することを可能とした赤外線撮像装置を提供することにある。

## 【0007】

【課題を解決するための手段】前記目的を達成するため、本発の赤外線撮像装置は、ボロメータ型赤外線センサ（単に「センサ」という）と、前記センサの出力を読み出す積分回路と、前記センサの出力のばらつき量を記録する手段と、前記記録したばらつき量から各画素のばらつき係数を算出する手段と、前記係数と基準電圧を乗算する手段と、前記乗算手段により得られた出力を前記積分回路の制御電圧にフィードバックすることを特徴とする。

【0008】

【発明の実施の形態】本発明の実施の形態を以下に説明する。本発明の実施の形態は、1つの均一の赤外入力条件下で、ボロメータ型赤外線センサの抵抗ばらつき量をFPN補正信号として検出し、このFPN補正信号をボロメータに流れる電流を制御する電圧へフィードバックすることにより、ボロメータ型赤外線センサの各画素の抵抗値のばらつきに拘らず、一定電流を流し、FPN、及び感度ばらつき補正を行えるようにしたものである。

【0009】より具体的には、本発明の実施の形態は、ボロメータ型赤外線センサ1の信号を読み出す手段（図1の1000）と、読み出したデータを取り込み記憶する手段（図1の105、108等）と、ばらつき量からばらつき係数を算出する手段（図1の112）と、フィードバック手段（図1の1000）を有する。

【0010】本発明の実施の形態は、ボロメータ型赤外線センサ1の各画素の抵抗ばらつき量を読み出し回路（図1の1000）の出力電圧から算出する。このた

$$I_{11} = \{(Tr_{11} \text{のベース電圧 } V_{11}) - (Tr_{11} \text{のベース・エミッタ間電圧 } V_{BETr_{11}})\} / (\text{センサの抵抗値 } R_B) \quad \dots (1)$$

【0017】この電流 $I_{11}$ は、積分コンデンサ $C_{11}$ からの放電電流 $I_{12}$ と、抵抗 $R_{13}$ 、バイアス用電源 $V_{13}$ によりベース電圧が供給されるトランジスタ $Tr_{13}$ から構成される定電流回路により与えられるバイアス電流 $I_{13}$ と、からなる。

【0018】積分コンデンサ $C_{11}$ の電位は、リセットスイッチ $SW_{11}$ により1画素周期毎のリセット期間にリセット電圧 $V_{12}$ の電位にリセットされる。

【0019】抵抗 $R_{11}$ 、抵抗 $R_{12}$ 、トランジスタ $Tr_{12}$ はFET（電界効果トランジスタ）で構成されるソースフォロワ回路であり、積分コンデンサ $C_{11}$ の電位変化を出力する。以上で構成される回路を、ここでは、「積分回路」1000と称する。

【0020】積分回路1000の出力電圧 $V_{100}$ （ソースフォロワ出力電圧）は、第1の増幅器101、クランプ回路102、切替スイッチ $SW_{12}$ を経て、A/D変換器103によりアナログ信号からデジタル信号に変換され、このデジタル信号を入力とする積分回路104にて、数10フレームの信号を積算し、該積算結果を第1のメモリ105に取り込む。

【0021】また、抵抗 $R_{14}$ 、バイアス電源 $V_{14}$

め、他の装置で各画素の抵抗値を測定する必要がない。

【0011】ボロメータ型赤外線センサ1において、抵抗値 $R_B$ のばらつきがFPNの主原因であり、さらに感度は抵抗値に比例するため、抵抗値のばらつきが感度ばらつきの原因にもなる。

【0012】このため、1つの均一の赤外入力条件下で、各画素の抵抗ばらつき量を検出し、ばらつき量から各画素のばらつき係数を算出し、制御電圧へフィードバックすることにより、FPN、感度ばらつき補正を行うことができる。

【0013】このような構成としたことにより、本発明の実施の形態においては、センサの各画素の抵抗値を測定するために、他の装置を不要とし、さらに、従来感度ばらつき補正で行う面内均一な2つの異なる入射光量における出力データ取得などの複雑な操作を必要としない。

【0014】

【実施例】上記した本発明の実施の形態をより詳細に説明すべく、本発明の実施例について図面を参照して以下に説明する。図1は、本発明の第1の実施例の構成を示す図である。

【0015】図1を参照すると、ボロメータ型赤外線センサ1は、積分トランジスタ $Tr_{11}$ のエミッタに接続されており、 $Tr_{11}$ のベース電圧 $V_{11}$ により、次式（1）で与えられる電流 $I_{11}$ が流れる。

【0016】

（但し $V_{14} = V_{13}$ ）によりベース電圧が供給されるトランジスタ $Tr_{14}$ は定電流回路を構成し、 $Tr_{14}$ のエミッタ電圧を切替スイッチ $SW_{12}$ を経てA/D変換器103によりデジタル変換し、積算回路104により数10フレームの信号を積算し、第2のメモリ108に取り込む。

【0022】そして、第1のメモリ105、第2のメモリ108のそれぞれに取り込まれたデータは、第1のアベレージング（平均化）回路106、第2のアベレージング回路109により平均化を行い、ばらつき電流算出回路107、バイアス電流算出回路110により、A/D変換器103により取り込んだ積算回路出力電圧 $V_{100}$ と、 $Tr_{14}$ のエミッタ電圧とからそれぞれ電流値を計算し（ばらつき電流の算出）、加算器111により、各画素に流れる電流量が算出される。

【0023】その各画素に流れる電流値から係数算出回路112により、各画素に流れる電流の平均値に対する各画素のばらつきの係数が算出される。

【0024】この係数をD/A変換器113によりアナログ信号に変換し、第2の増幅器114を経て、乗算器115に入力される。

5

【0025】乗算器115のもう一方の入力には、抵抗R15、トランジスタTr15、Tr15のベース電圧V15（ $V11 = V15$ ）によりエミッタフォロウ回路を構成している。

【0026】この乗算器115の出力をコンデンサC12を介し、Tr11のベース電圧V11に付加し、フィードバック制御を行う。

【0027】次に、図1に示した本発明の第1の実施例の動作について、図面を参照して説明する。

【0028】図5に、ボロメータ型赤外線センサの構成を示す。図5において、501は水平シフトレジスタ、502は垂直シフトレジスタ、503は水平ANDゲート、504は垂直ANDゲート、505は水平スイッチ、506は垂直スイッチ、507は水平信号線、508は垂直信号線、509は共通ソースライン、510はボロメータ、511は出力を示している。垂直ANDゲート504は垂直シフトレジスタ502の各段の出力と垂直出力イネーブル信号OE<sub>v</sub>を入力しその出力によりボロメータ510と共通ソースライン509の間に挿入されたNMOSトランジスタのON/OFFを制御し、水平ANDゲート503は水平シフトレジスタ501の各段の出力と水平出力イネーブル信号OE<sub>h</sub>を入力しその出力により各垂直信号線508と水平信号線507との間に挿入されたCMOSトランスファゲートからなる水平スイッチ505のON/OFFを制御する。

【0029】図5を参照して、ボロメータ型赤外線センサは、水平シフトレジスタ501、垂直シフトレジスタ502、水平スイッチ505、垂直スイッチ506により各画素が順次選択され、各画素の出力は垂直信号線508から水平スイッチを介して出力端子511に順次取り出される。

【0030】図2は、本発明の第1の実施例の動作を説明するための波形図である。

【0031】図2を参照して、リセットスイッチSW11の開閉を制御するSW11制御パルス（図2（C））のON期間に、ボロメータ型赤外線センサ1のクロック（図2（B））で画素の切り替えを行っている。

【0032】積分回路出力V100（図2（A））の波形図は、積分コンデンサC11の電位変化を示し、SW11制御パルスのON期間に積分コンデンサC11の電位はリセット電圧V12の電位にリセットされ、SW11制御パルスがOFF期間には積分コンデンサC11からの放電電流I12がボロメータ型赤外線センサ1に電流が流れる。

【0033】ここで、積分回路出力電圧V100は次式（2）で与えられる。

【0034】 $V100 = I12 \cdot t / C \dots (2)$

【0035】但し、I12は積分コンデンサC11の放電電流、tは積分時間（リセットスイッチSW11のOFF期間）、Cは積分コンデンサC11の容量を示す。

6

【0036】Tr11のベース電圧V11が一定のもとでは、ボロメータ型赤外線センサ1の各画素の抵抗値RBがばらついていると、積分コンデンサC11の放電電流I12が各画素毎に違うため、積分回路1000の出力V100も当然ばらつき、FPNが発生する。

【0037】このFPNの補正を行うには、1つの均一の赤外入力条件下で、ボロメータ型赤外線センサ1の抵抗RBのばらつき量を表すデータを取得する。

【0038】このデータから抵抗ばらつき量の係数を算出しFPN補正信号を作成する。

【0039】そのFPN補正信号をボロメータに流れる電流を制御する電圧へフィードバックすることにより、ボロメータ型赤外線センサ1の各画素の抵抗値のばらつきに依存せずに、一定電流が流れ、FPN及び感度ばらつき補正が行える。

【0040】上記したFPN、及び感度ばらつき補正を実現するために、図1に示す第1の実施例では、まず積分回路出力電圧V100と定電流回路のエミッタ電圧から、ボロメータ型赤外線センサ1の各画素に流れる電流量を算出し、抵抗ばらつき量を検出する。

【0041】積分回路出力電圧V100は、第1の増幅器101で反転増幅され、クランプ回路102により、図2（D）に示した、クランプパルスのタイミングで、積分回路出力V100のリセット期間を、A/D変換器103の入力電圧範囲の最低電圧にクランプする。

【0042】この信号をスイッチSW12を介して、図2（E）に示すA/D変換器103の制御パルスのタイミングで、A/D変換器103によりデジタル信号に変換し、ランダムノイズの除去を目的に積算回路104により、数10フレーム（例えば64フレーム）の信号を積算し、積算結果を第1のメモリ105に取り込む。

【0043】定電流回路に流れる電流量を検出するために、抵抗R13、トランジスタTr13、Tr13のベース電圧V13から構成される定電流回路と同一な回路を抵抗R14、トランジスタTr14、Tr13のベース電圧V14（ $V13 = V14$ ）で構成するが、正確にバイアス電流を算出するために、抵抗R13の抵抗値と抵抗R14の抵抗値とを等しくし、トランジスタTr13とトランジスタTr14も1チップ・デュアル・マッチング・トランジスタなどを用いて、電気的特性を揃えるのが好ましい。

【0044】このTr14のエミッタ電圧をスイッチSW12を切り替え、A/D変換器103によりデジタル信号に変換し、積算回路104により数10フレーム（例えば64フレーム）の信号を積算し、積算結果を第2のメモリ108に取り込む。

【0045】そして、第1のメモリ105、第2のメモリ108のそれぞれに取り込まれたデータは、第1のアベレージング回路106、第2のアベレージング回路109により平均化（積算回路で64フレーム分の積算を

行ったら、64で除算する)を行い、ばらつき電流算出回路107、バイアス電流算出回路110により、A/D変換器103により取り込んだ積分回路出力電圧V100と、Tr14のエミッタ電圧は、それぞれ電流値としてそれぞれ計算され、加算器111により、各画素に流れる総電流量が算出される。

【0046】各電流の算出は、以下に示すようにして行う。

【0047】ばらつき電流の算出は、上式(2)を変形すると次式(3)が得られる。

$$【0048】I_{112} = V_{100} \cdot C / t \quad \dots(3)$$

【0049】積分コンデンサC11の容量C及び積分時間tは既知であり、積分回路出力電圧V100は、第1のメモリ105に取り込んだデータを読み出して、放電電流I12の算出をばらつき電流算出回路107にて行う。

【0050】バイアス電流の算出は、電源電圧VDD及

$$\{( \text{各画素に流れる電流の平均値} ) / ( \text{各画素に流れる電流値} ) - 1 \} \quad \dots(4)$$

【0054】また、係数の算出は、画素に流れる電流が各画素に流れる電流の平均値に近いある特定の画素を基

$$\{( \text{基準画素に流れる電流値} ) / ( \text{各画素に流れる電流値} ) - 1 \} \quad \dots(5)$$

【0056】この係数を、図2(F)にD/A変換器113出力として示すように、D/A変換器113の出力の切り変わるタイミングがSW11制御パルス(C)のON期間中になるように、D/A変換器113によりアナログ信号に変換し、第2の増幅器114でゲイン調整を行う。

【0057】ここで、各画素に流れる電流は、トランジスタTr11のエミッタ電圧とセンサの抵抗値RBの関係から決まるため、各画素のばらつきの係数は、トランジスタTr11のエミッタ電圧に比例する。

【0058】しかし、今回、トランジスタTr11のベース電圧V11にフィードバックし、制御を行おうとしているので、トランジスタTr11のベース・エミッタ間電圧VBETr11を考慮する必要があるため、Tr11のエミッタ電圧と各画素のばらつき係数を乗算し、フィードバック量を求め、Tr11のベース電圧V11にフィードバックを行う。

【0059】よって、乗算器115の一の入力に第2の増幅器114の出力を入力し、他の入力には、積分トランジスタTr11のエミッタ電圧と同一電圧が入力されるように、抵抗R15、トランジスタTr15、Tr15のベース電圧V15(V11=V15)によりエミッタフォロワ回路を構成し、フィードバック量を算出する。

【0060】また、このエミッタフォロワ回路は、積分トランジスタTr11のエミッタ電圧が正確に与えられるように、抵抗R15の抵抗値はセンサの抵抗値RBと

び抵抗R14の抵抗値は既知であり、Tr14のエミッタ電圧は第2のメモリ108に取り込んだデータから、バイアス電流I13の算出をバイアス電流算出回路110にて行う。

【0051】ここで、定電流回路に流れる電流即ちバイアス電流が既知である場合には、バイアス電流を検出するために構成した、抵抗R14、トランジスタTr14、Tr14のベース電圧V14、SW12、第2のメモリ108、第2のアペレージング回路109、バイアス電流算出回路110を削除し、これらの回路に換えて、バイアス電流定数回路116で置き換えることができる。

【0052】各画素に流れる総電流値から係数算出回路112により次式(4)の計算を行い、各画素のばらつきの係数の算出を行う。

【0053】

準画素として、次式(5)の計算を行ってもよい。

【0055】

ほぼ等しくし、トランジスタTr11とトランジスタTr15も1チップ・デュアル・マッチング・トランジスタなどを使用し、電気的特性を揃えることが好ましい。

【0061】この乗算器115の出力をコンデンサC12を介してTr11のベース電圧V11に付加し、フィードバック制御を行う。

【0062】このフィードバック制御を行うことにより、ボロメータ型赤外線センサ1の各画素の抵抗値RBのばらつきに拘らず、各画素には一定電流が流れ、積分回路出力電圧V100はFPNのない出力が得られる。そして、FPN補正後、増幅器101のゲインを上げることができ、ダイナミックレンジを有効に活用することができる。

【0063】次に、ボロメータ型赤外線センサ1の感度ばらつきの補正について説明する。

【0064】入射パワー後のボロメータ型赤外線センサ1の抵抗値RB'は、次式(6)で与えられる。

$$【0065】RB' = RB(1 + \alpha \cdot \Delta T) \quad \dots(6)$$

【0066】ここで、 $\alpha$ は温度係数、 $\Delta T$ はダイアグラム温度上昇を示している。

【0067】今、温度係数 $\alpha$ 、ダイアグラム温度上昇 $\Delta T$ を各画素一定値とみなすと、次式(7)で表され、入射パワー後のセンサの抵抗値RB'は、センサの抵抗値RBのみの関数となる。

$$【0068】RB' = RB(1 + A) \quad \dots(7)$$

【0069】但し、 $A = \alpha \cdot \Delta T$ である。

【0070】ここで、フィードバック制御を行った時の

動作を説明する。

【0071】ある画素Xを基準画素とし、その抵抗値をRX、その画素Xに流れる電流をIXとした場合、ある画素Yの抵抗値を画素RXのK倍、その画素Yに流れる電流IYとすると、IX、IYはそれぞれ次式(8)、

$$IY = ((V11 - VBETR11) + (K - 1)(V15 - VBETR15)) / kRX \quad \dots(9)$$

【0074】ここで、V11=V15、VBETR11=VBETR15であるから、IYは次式(9)'と表され、フィードバック制御を行っているので、IX=IYとなる。

【0075】

$$IY = K(V11 - VBETR11) / KRX \quad \dots(9)'$$

【0076】さらに、入射パワー後の画素Xに流れる電流をIXP、入射パワー後の画素Yに流れる電流をIYPとすると、IXP、IYPは次式(10)、(11)で表される。

【0077】

$$IXP = (V11 - VBETR11) / RX(1 + A) \quad \dots(10)$$

$$IYP = K(V11 - VBETR11) / KRX(1 + A) \quad \dots(11)$$

【0078】すなわち、入射パワー後もIXP=IYPとなる。

【0079】通常なら、センサの抵抗値RBがばらついていると、入射パワー後のセンサの抵抗値RB'はばらつきが増し、感度ばらつきが発生する。

【0080】しかし、1つの均一の赤外入力条件下でデータを取得し、センサの抵抗値RBによらず積分回路1000の出力V100を一定になるようにベース電圧V100を制御していることで、感度ばらつきの補正も行っている。

【0081】次に、本発明の第2の実施例について図面を参照して説明する。図3は、本発明の第2の実施例の構成を示す図である。

【0082】図3に示した積分回路3000を、図1に示した前記第1の実施例の積分回路1000と比較すると、図3においては、抵抗R13、トランジスタTr13、Tr13のベース電圧V13から構成されるバイアス電流を流す定電流回路が省略されている。

【0083】このため、図3に示した、第2の実施例における積分回路3000では、ボロメータ型赤外線センサ1に流れる電流I31は、積分コンデンサC31からの放電電流I32のみとなり、積分回路出力電圧V300は、次式(12)のように示すことができる。

$$V300 = I32 \cdot t / C \quad \dots(12)$$

【0085】ここで、I32は積分コンデンサC31の放電電流(I31=I32)、tは積分時間(リセットスイッチSW31のOFF期間)、Cは積分コンデンサC31の容量をそれぞれ示している。

【0086】本発明の第2の実施例では、積分回路3000において、図1に示した定電流回路を省略することで、ボロメータ型赤外線センサ1に流れる電流I31

(9)で表される。

【0072】

$$IX = (V11 - VBETR11) / RX \quad \dots(8)$$

【0073】

は、積分コンデンサC31からの放電電流I32のみとなることから、積分回路出力電圧V300から、一度の演算で各画素のばらつきが算出できる。

【0087】このため、図1に示したバイアス電流を検出するために構成した抵抗R14、トランジスタTr14、Tr14のベース電圧V14、SW12、第2のメモリ108、第2のアベレージング回路109、ばらつき電流算出回路107、バイアス電流算出回路110、加算器111を削除することができる。

【0088】しかし、図1に示したボロメータ型赤外線センサ1に流れる電流I11に比べ、図3でのボロメータ型赤外線センサ1に流れる電流I31は大きくなるため、積分コンデンサの容量が同一のもとでは積分回路出力V300の振幅が大きくなり、積分回路のダイナミックレンジに入らなくなる場合がある。ここで、積分回路ゲインGは、次式(13)で与えられる。

$$G = t / C \cdot RB \quad \dots(13)$$

【0090】但し、tは積分時間(リセットスイッチSW11及びSW31のOFF期間)、Cは積分コンデンサC11及びC31の容量、RBはボロメータ型赤外線センサ1の抵抗値をそれぞれ示している。

【0091】積分コンデンサの容量Cを大きくして、積分回路ゲインGを小さくすることにより、積分回路出力電圧の振幅を小さくすることで回路のダイナミックレンジの問題は解決できるが、積分回路ゲインを下げることによる積分回路ノイズに対する積分回路以降のノイズの影響を無視できなくなる場合もある。

【0092】次に、本発明の第3の実施例について図面を参照して説明する。図4は、本発明の第3の実施例を示す図である。

【0093】図4を参照すると、本発明の第3の実施例において、積分回路4000は、図1に示した前記第1の実施例の積分回路1000と、同一の回路構成とされており、積分回路4000の出力電圧V400を第1の増幅器401、クランプ回路402を経て、A/D変換器403によりデジタル変換し、積算回路104により数10フレームの信号を積算し、積算結果をメモリ405に取り込む。

【0094】そして、メモリ405に取り込まれたデータは、アベレージング回路406により平均化を行い、D/A変換器407によりアナログ信号に変換する。このアナログ信号を第2の増幅器408、コンデンサC42を介し、Tr41のベース電圧V41に付加し、フィ

10

20

30

40

50

ードバック制御を行う。

【0095】次に、図4に示した本発明の第3の実施例の動作について図面を参照して説明する。

【0096】図4に示した積分回路4000、第1の増幅器401、クランプ回路402、A/D変換器403、積算回路404、メモリ405、アベレージング回路406の動作は、前記第1の実施例と同様とされ、メモリ405には積分回路出力電圧V400のバイアス成分を除いた各画素の抵抗ばらつき成分のみを取り込み、アベレージング回路406により平均化を行う。

【0097】この各画素の抵抗ばらつき成分のデータをD/A変換器407によりアナログ信号に変換し、第2の増幅器408で反転しかつゲイン調整を行い、容量C42を介して、トランジスタTr41のベース電圧V41に付加し、フィードバック制御を行う。

【0098】この第3の実施例では、簡易な補正回路でFPN補正を行うことを目的としたものであり、積分回路出力電圧V400のバイアス成分を除いた各画素の抵抗ばらつき成分のみを取り込み、補正データとしていることから、前記第1の実施例のような各画素の抵抗ばらつきを絶対値として計算していないため、正確な補正が行えない。

【0099】また、前記第1の実施例に示したようにTr41のベース・エミッタ間電圧V<sub>BETr41</sub>を補正する回路が省略されているため、ばらつき係数をTr41のベース電圧にフィードバック制御しても、Tr41のベース・エミッタ間電圧V<sub>BETr41</sub>の分だけ誤差となる。また、その誤差は、ベース電圧V41が低いほど顕著になる。

【0100】しかし、この第3の実施例は、バイアス成分を除いた各画素の抵抗ばらつき成分、即ち相対的なばらつき成分から絶対値としての抵抗ばらつきを類推し、フィードバックすることにより、大まかではあるがFPN、感度ばらつき補正を行うことは可能とされており、また特別なデータ処理を行わないため、回路規模を小さくできることを特徴とする。

【0101】また、図4に示した第3の実施例において、積分回路4000は、前記第1の実施例の積分回路1000のように、定電流回路を持つ積分回路ではあるが、前記第2の実施例の積分回路3000のように、定電流回路を省略した積分回路を用いても、実現可能である。

【0102】

【発明の効果】以上説明したように、本発明は次のような効果を奏する。

【0103】本発明の第1の効果は、センサの各画素の抵抗値を測定するために、他の装置が不要であるということである。

【0104】これは、本発明においては、ボロメータ型赤外線センサの各画素の抵抗ばらつき量を読み出し回路

の出力電圧から算出するためである。

【0105】本発明の第2の効果は、従来感度ばらつき補正で行う面内均一な2つの異なる入射光量における出力データ取得など、複雑な操作を不要としたということである。

【0106】これは、本発明においては、1つの均一の赤外入力条件下で、各画素の抵抗ばらつき量を検出し、そのばらつき量から各画素のばらつき係数を算出し、制御電圧へフィードバックすることにより、FPN、感度ばらつき補正を行うことができるためである。

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明の第1の実施例を示すブロック図である。

【図2】本発明の第1の実施例の動作を説明するための波形図である。

【図3】本発明の第2の実施例を示すブロック図である。

【図4】本発明の第3の実施例を示すブロック図である。

【図5】本発明におけるボロメータ型赤外線センサの構成を示す図である。

【符号の説明】

1 ボロメータ型赤外線センサ

101、114、301、309、401、408 アンプ

102、302、402 クランプ回路

103、303、403 A/D変換器

104、304、305 積算回路

105、108、305、405 メモリ

106、109、306、406 アベレージング回路

107 ばらつき電流算出回路

110 バイアス電流算出回路

111 加算器

112、307、406 係数算出回路

113、308、407 D/A変換器

115、310 乗算器

116 バイアス電流定数回路

1000、3000、4000 積分回路

V100、V300、V400 積分回路出力電圧

40 Tr11、Tr13、Tr14、Tr15、Tr31、Tr33、Tr41、Tr43 バイポーラトランジスタ

Tr12、Tr32、Tr42 FETトランジスタ

V11、V12、V13、V14、V15、V31、V32、V33、V41、V42、V43 バイアス電圧

R11、R12、R13、R14、R15、R31、R32、R33、R41、R42、R43 抵抗器

C11、C12、C31、C32、C41、C42 コンデンサ

SW11、SW31、SW41 リセットスイッチ

50

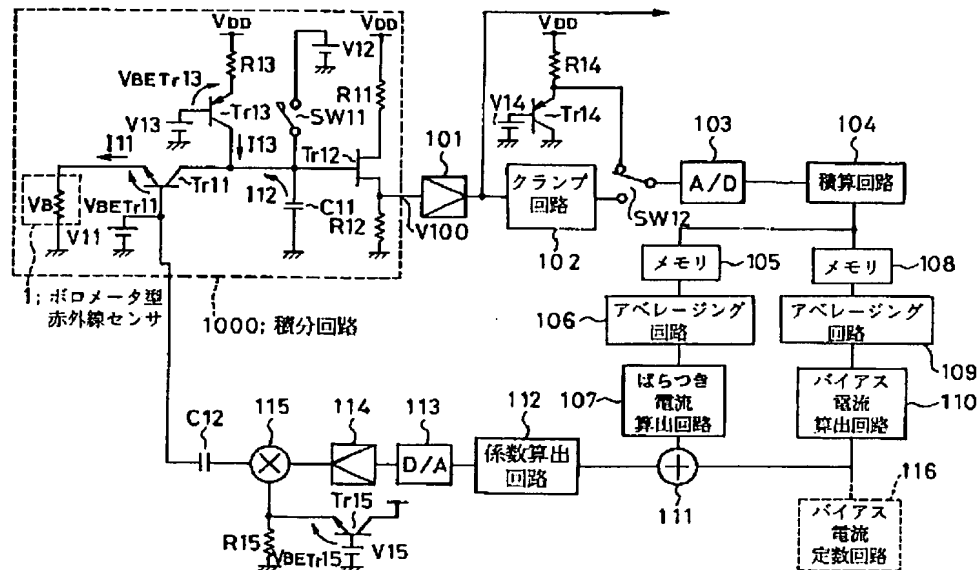
13

14

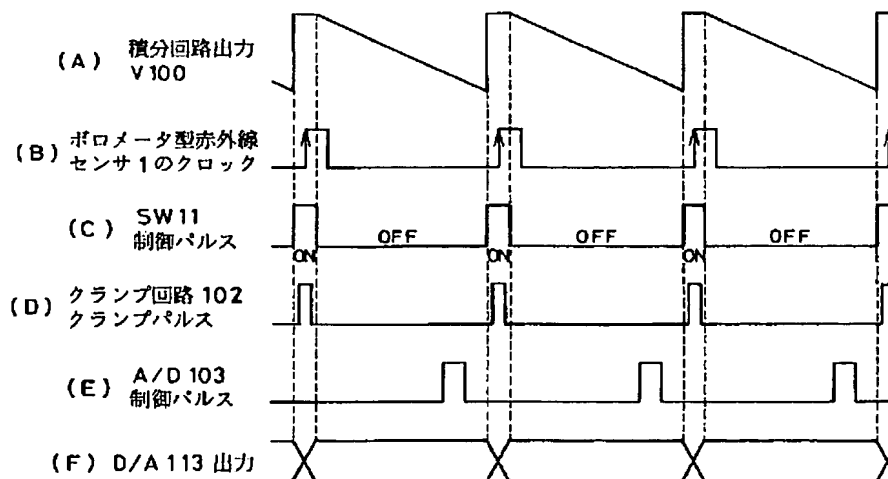
SW12 入力切り替えスイッチ  
 501 水平シフトレジスタ  
 502 垂直シフトレジスタ  
 503 水平AND  
 504 垂直AND  
 505 水平スイッチ

506 垂直スイッチ  
 507 水平信号線  
 508 垂直信号線  
 509 共通ソースライン  
 510 ボロメータ  
 511 出力

【図1】



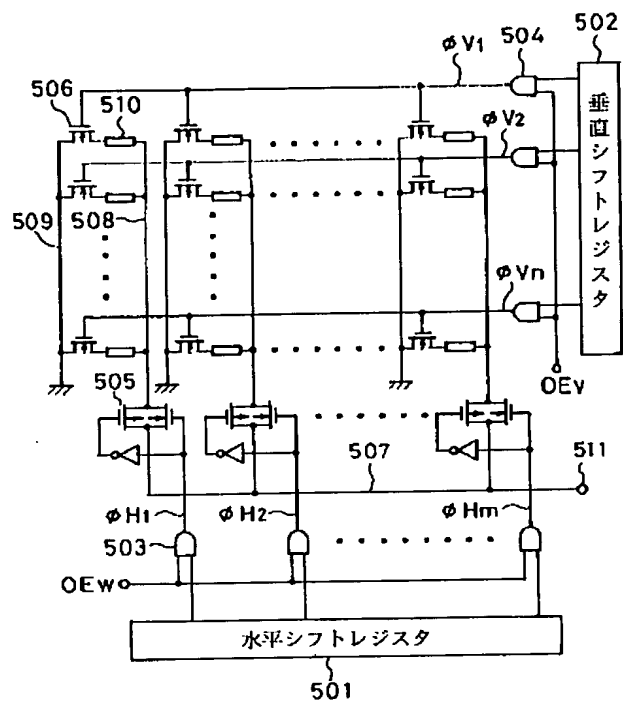
【図2】







【図 5】



CLIPPEDIMAGE= JP409284652A

PAT-NO: JP409284652A

DOCUMENT-IDENTIFIER: JP 09284652 A

TITLE: BOLOMETER-TYPE INFRARED-RAY IMAGE PICKUP UNIT

PUBN-DATE: October 31, 1997

INVENTOR-INFORMATION:

NAME

ENDO, TSUTOMU

ASSIGNEE-INFORMATION:

NAME

NEC CORP

COUNTRY

N/A

APPL-NO: JP08122163

APPL-DATE: April 19, 1996

INT-CL (IPC): H04N005/33;G01J001/02 ;G01J005/20

ABSTRACT:

PROBLEM TO BE SOLVED: To correct FPN and sensitivity variation without requiring a complicated data obtaining operation in the FPN correcting circuit of a bolometer-type infrared-ray sensor.

SOLUTION: The variation quantity of resistance RB in the bolometer-type infrared-ray sensor 1 is detected as an FPN correcting signal under one uniform infrared-ray input condition and the FPN correcting signal is fed-back to a voltage V11 which controls current flowing in a bolometer so that fixed current is permitted to flow regardless of the variation of resistance values in the respective picture elements of the bolometer-type infrared-ray sensor and FPN correction is executed. Since sensitivity is in proportion to the resistance value RB of the sensor and current I11 flowing in the sensor, sensitivity variation is simultaneously corrected by the execution of the FPN correction.

COPYRIGHT: (C)1997,JPO

[Detailed Description of the Invention]

[0001]

[The technical field to which invention belongs] Especially this invention relates to FPN of a bolometer type infrared sensor, and a sensitivity dispersion amendment circuit about infrared image pick-up equipment.

[0002]

[Description of the Prior Art] Generally, for an infrared image pick-up element, dispersion in the output called a "fixed pattern noise" (it is called "FPN") for dispersion in the property of each pixel exists, and in order to improve quality of image, it is necessary to remove FPN contained in a picture signal.

[0003] Dispersion in this element property is divided into dispersion and element sensitivity dispersion of bias level for every element. Generally, in order to remove dispersion in the bias level for every element, the image data which removed FPN has been obtained by subtracting the FPN data concerned which acquired FPN data peculiar to each sensor under the uniform infrared input condition, memorized this in memory, and were memorized in this memory from input image data.

[0004] Moreover, the amendment of dispersion in element sensitivity took output data in the two uniform different amounts of incident lights in the field, acquired the gain (inclination) information for every element from the difference, and has rectified it by multiplication and subtraction (for example, refer to JP,2-107074,A).

[0005]

[Problem(s) to be Solved by the Invention] complication of data acquisition operations, such as circuitry becoming two stages at an amendment about two, dispersion in the bias level for every element, and element sensitivity dispersion, and acquiring output data in the two uniform different amounts of incident lights in a field, since the conventional amendment circuit is considered as the above composition, and data processing of data origination -- two-step floor -- if it does not carry out -- two, bias level and sensitivity dispersion, -- an amendment -- things are not made

[0006] therefore, this invention is made in view of the above-mentioned situation -- having -- the purpose only acquires data under one uniform infrared input condition -- it is -- two, dispersion in the bias level for every element, and element sensitivity dispersion, -- an amendment -- it is in offering the infrared image pick-up equipment which made things possible

[0007]

[Means for Solving the Problem] In order to attain the aforementioned purpose, infrared image pick-up equipment Ming from a book A bolometer type infrared sensor (it is only called a "sensor") and the integrating circuit which reads the output of the aforementioned sensor, It is characterized by feeding back the output obtained by means to record the amount of dispersion of the output of the aforementioned sensor, means which carried out [ aforementioned ] record to vary and to compute the dispersion coefficient of each pixel from an amount, the means which carries out the multiplication of the aforementioned coefficient and the reference voltage, and the aforementioned multiplication means to the control voltage of the aforementioned integrating circuit.

[0008]

[Embodiments of the Invention] The form of operation of this invention is explained below. The form of operation of this invention passes fixed current, and enables it to





perform FPN and a sensitivity dispersion amendment under one uniform infrared input condition irrespective of dispersion in the resistance of each pixel of a bolometer type infrared sensor by detecting the amount of resistance dispersion of a bolometer type infrared sensor as a FPN amendment signal, and feeding back to the voltage which controls the current which flows this FPN amendment signal to a bolometer.

[0009] More specifically, the gestalt of operation of this invention has the means (1000 of drawing 1) which reads the signal of the bolometer type infrared sensor 1, a means means (105 of drawing 1, 108 grades) to incorporate and memorize the read data, a means (112 of drawing 1) to vary from the amount of dispersion and to compute a coefficient, and a feedback means (1000 of drawing 1).

[0010] The gestalt of operation of this invention computes the amount of resistance dispersion of each pixel of the bolometer type infrared sensor 1 from the output voltage of a readout circuitry (1000 of drawing 1). For this reason, it is not necessary to measure the resistance of each pixel with other equipments.

[0011] In the bolometer type infrared sensor 1, dispersion in resistance RB is the cause of main of FPN, and further, since sensitivity is proportional to resistance, dispersion in resistance causes sensitivity dispersion.

[0012] For this reason, FPN and a sensitivity dispersion amendment can be performed by detecting the amount of resistance dispersion of each pixel, computing the dispersion coefficient of each pixel from the amount of dispersion, and feeding back to a control voltage under one uniform infrared input condition.

[0013] In order to measure the resistance of each pixel of a sensor in the gestalt of operation of this invention by having considered as such composition, other equipments are made unnecessary and complicated operation of the output-data acquisition in the two uniform different amounts of incident lights etc. is not further needed in the field conventionally performed by sensitivity dispersion amendment.

[0014]

[Example] The gestalt of operation of the above-mentioned this invention is explained below with reference to a drawing about the example of this invention that it should explain to a detail more. Drawing 1 is drawing showing the composition of the 1st example of this invention.

[0015] If drawing 1 is referred to, the bolometer type infrared sensor 1 will be connected to the emitter of the integration transistor Tr11, and the current I11 given by the following formula (1) with the base voltage V11 of Tr11 will flow.

[0016]

$$I11 = \{(\text{base voltage } V11 \text{ of Tr11}) - (\text{voltage } VBETr11 \text{ between base emitters of Tr11})\} / (\text{resistance } RB \text{ of a sensor}) \quad (1)$$
 [0017] the bias current I13 to which this current I11 is given by the current regulator circuit by which transistors Tr13 to which base voltage is supplied by the discharge current I12 from an integrating capacitor C11, and resistance R13 and the power supply V13 for bias are consisted of -- since -- it becomes

[0018] The potential of an integrating capacitor C11 is reset by the potential of the reset voltage V12 during the reset for every period of 1 pixel by the reset switch SW11.

[0019] Resistance R11, resistance R12, and a transistor Tr12 are source-follower circuits which consist of FET (field-effect transistor), and output potential change of an integrating capacitor C11. The circuit constituted above is called "integrating-circuit" 1000 here.

[0020] Through the 1st amplifier 101, a clamping circuit 102, and a circuit changing switch SW12, the output voltage V100 (source-follower output voltage) of an integrating circuit 1000 is changed into a digital signal from an analog signal by A/D converter 103, by the integrating circuit 104 which considers this digital signal as an input, integrates the signal of several ten frames and incorporates this addition result in the 1st memory 105.

[0021] Moreover, the transistor Tr14 to which base voltage is supplied by resistance R14 and bias power supply V14 (however,  $V14=V13$ ) constitutes a current regulator circuit, carries out digital conversion of the emitter voltage of Tr14 by A/D converter 103 through a circuit changing switch SW12, integrates the signal of several ten frames by the counting circuit 104, and incorporates it in the 2nd memory 108.

[0022] And the data incorporated by each of the 1st memory 105 and the 2nd memory 108 It equalizes by the 1st average rhe JINGU (equalization) circuit 106 and the 2nd average rhe JINGU circuit 109. by the dispersion current calculation circuit 107 and the bias-current calculation circuit 110 Current value is calculated, respectively from the emitter voltage of the counting-circuit output voltage V100 and Tr14 incorporated by A/D converter 103 (calculation of dispersion current), and the amount of current which flows to each pixel with an adder 111 is computed.

[0023] The coefficient of dispersion in each pixel to the average of the current which flows to each pixel is computed from the current value which flows to each of that pixel by the coefficient calculation circuit 112.

[0024] This coefficient is changed into an analog signal by D/A converter 113, and it is inputted into a multiplier 115 through the 2nd amplifier 114.

[0025] To another input of a multiplier 115, resistance R15 and the base voltage V15 ( $V11=V15$ ) of transistors Tr15 and Tr15 constitute the emitter follower circuit.

[0026] The output of this multiplier 115 is added to the base voltage V11 of Tr11 through a capacitor C12, and feedback control is performed.

[0027] Next, operation of the 1st example of this invention shown in drawing 1 is explained with reference to a drawing.

[0028] The composition of a bolometer type infrared sensor is shown in drawing 5. drawing 5 -- setting -- 501 -- a level shift register and 502 -- a perpendicular shift register and 503 -- the level AND gate and 504 -- the perpendicular AND gate and 505 -- a level switch and 506 -- in a perpendicular signal line and 509, a common-source line and 510 show the bolometer and 511 shows [ a perpendicular switch and 507 / a level signal line and 508 ] the output The perpendicular AND gate 504 controls ON/OFF of the NMOS transistor which inputted the output and the perpendicular output enable signal OEV of each stage of the perpendicular shift register 502, and was inserted by the output between the bolometer 510 and the common-source line 509. The level AND gate 503 inputs the output and the level output enable signal OEH of each stage of the level shift register 501. by the output ON/OFF of the level switch 505 which consists of the CMOS transfer gate inserted between each perpendicular signal line 508 and the level signal line 507 is controlled.

[0029] With reference to drawing 5, with the level shift register 501, the perpendicular shift register 502, the level switch 505, and the perpendicular switch 506, a bolometer type infrared sensor is chosen one by one, and, as for the output it is [ output ] each pixel, each pixel is taken out one by one from the perpendicular signal line 508 by the output terminal 511 through a level switch.



[0030] Drawing 2 is a wave form chart for explaining operation of the 1st example of this invention.

[0031] With reference to drawing 2, the pixel is changed to ON period of SW11 control pulse ( drawing 2 (C)) which controls opening and closing of a reset switch SW11 with the clock ( drawing 2 (B)) of the bolometer type infrared sensor 1.

[0032] The wave form chart of the integrating-circuit output V100 ( drawing 2 (A)) shows potential change of an integrating capacitor C11, the potential of an integrating capacitor C11 is reset by the potential of the reset voltage V12 during the ON of SW11 control pulse, and current flows [ SW11 control pulse / the discharge current I12 from an integrating capacitor C11 ] to the bolometer type infrared sensor 1 during the OFF.

[0033] Here, the integrating-circuit output voltage V100 is given by the following formula (2).

[0034]  $V100 = I12 \cdot t / \text{degree C} \quad \text{-- (2)}$  [0035] However, in I12, the discharge current of an integrating capacitor C11 and t show the reset time (OFF period of a reset switch SW11), and C shows the capacity of an integrating capacitor C11.

[0036] In a basis with the fixed base voltage V11 of Tr11, since the discharge current I12 of an integrating capacitor C11 is different for every pixel when the resistance RB of each pixel of the bolometer type infrared sensor 1 varies, naturally the output V100 of an integrating circuit 1000 also varies, and FPN generates it.

[0037] In order to rectify this FPN, the data showing the amount of dispersion of the resistance RB of the bolometer type infrared sensor 1 are acquired under one uniform infrared input condition.

[0038] The coefficient of the amount of resistance dispersion is computed from this data, and a FPN amendment signal is created.

[0039] By feeding back to the voltage which controls the current which flows the FPN amendment signal to a bolometer, without being dependent on dispersion in the resistance of each pixel of the bolometer type infrared sensor 1, fixed current flows and FPN and a sensitivity dispersion amendment can be performed.

[0040] In order to realize the above-mentioned FPN and a sensitivity dispersion amendment, in the 1st example shown in drawing 1, first, from the integrating-circuit output voltage V100 and the emitter voltage of a current regulator circuit, the amount of current which flows to each pixel of the bolometer type infrared sensor 1 is computed, and the amount of resistance dispersion is detected.

[0041] Reversal amplification is carried out with the 1st amplifier 101, and by the clamping circuit 102, the integrating-circuit output voltage V100 is the timing of a clamp pulse shown in drawing 2 (D), and clamps the reset period of the integrating-circuit output V100 on the minimum voltage of the input voltage range of A/D converter 103.

[0042] To the timing of the control pulse of A/D converter 103 which shows this signal in drawing 2 (E) through a switch SW12, it changes into a digital signal by A/D converter 103, and for the purpose of removal of random noise, the signal of several ten frames (for example, 64 frames) is integrated, and an addition result is incorporated in the 1st memory 105 by the counting circuit 104.

[0043] Although the same circuit as the current regulator circuit which consists of resistance R13 and base voltage V13 of transistors Tr13 and Tr13 is constituted from resistance R14 and base voltage V14 (V13=V14) of transistors Tr14 and Tr13 in order to detect the amount of current which flows to a current regulator circuit In order to

compute a bias current correctly, it is desirable that make equal the resistance of resistance R13 and the resistance of resistance R14, and a transistor Tr13 and a transistor Tr14 also arrange an electrical property using 1 chip dual matching transistor etc.

[0044] A switch SW12 is changed, this emitter voltage of Tr14 is changed into a digital signal by A/D converter 103, a counting circuit 104 integrates the signal of several ten frames (for example, 64 frames), and an addition result is incorporated in the 2nd memory 108.

[0045] And the data incorporated by each of the 1st memory 105 and the 2nd memory 108 It equalizes by the 1st average rhe JINGU circuit 106 and the 2nd average rhe JINGU circuit 109 (when integrating 64 frames by the counting circuit). It carries out. 64 -- a division -- carrying out -- by the dispersion current calculation circuit 107 and the bias-current calculation circuit 110 The emitter voltage of the integrating-circuit output voltage V100 and Tr14 incorporated by A/D converter 103 is calculated as current value, respectively, and the total amount of current which flows to each pixel with an adder 111 is computed.

[0046] As calculation of each current is shown below, it is performed.

[0047] If calculation of dispersion current transforms an upper formula (2), the following formula (3) will be obtained.

[0048]  $I12 = V100 \cdot C / t$  -- (3) [0049] The capacity C and the reset time t of an integrating capacitor C11 are known, and the integrating-circuit output voltage V100 reads the data incorporated in the 1st memory 105, it varies and performs calculation of the discharge current I12 in the current calculation circuit 107.

[0050] Calculation of a bias current computes a bias current I13 in the bias-current calculation circuit 110 from the data with which supply voltage VDD and the resistance of resistance R14 incorporated \*\* and the emitter voltage of Tr14 in the 2nd memory 108 by known.

[0051] Here, when it is known, the current, i.e., the bias current, which flows to a current regulator circuit, the resistance R14 and the base voltage V14 and SW12 of transistors Tr14 and Tr14 which were constituted in order to detect a bias current, the 2nd memory 108, the 2nd average rhe JINGU circuit 109, and the bias-current calculation circuit 110 can be deleted, and it can change to these circuits, and can replace in the bias-current constant circuit 116.

[0052] The following formula (4) is calculated by the coefficient calculation circuit 112 from the total current value which flows to each pixel, and the coefficient of dispersion in each pixel is computed.

[0053]

$\{(\text{average of the current which flows to each pixel}) / (\text{current value which flows to each pixel}) - 1\}$  -- (4) [0054] Moreover, calculation of a coefficient may calculate the following formula (5) by making into a criteria pixel a certain specific pixel with the current near the average of the current which flows to each pixel which flows to a pixel.

[0055]

$\{(\text{current value which flows to a criteria pixel}) / (\text{current value which flows to each pixel}) - 1\}$  -- (5) [0056] It changes into an analog signal by D/A converter 113, and the 2nd amplifier 114 performs a gain adjustment so that the timing by which the output of D/A converter 113 breaks this coefficient strangely [ end ] as shown in drawing 2 (F) as D/A-converter 113 output may become during the ON of SW11 control pulse (C).

[0057] Here, since the current which flows to each pixel is decided from the relation between the emitter voltage of a transistor Tr11, and the resistance RB of a sensor, the coefficient of dispersion in each pixel is proportional to the emitter voltage of a transistor Tr11.

[0058] However, since it is going to control by feeding back to the base voltage V11 of a transistor Tr11 this time and it is necessary to take into consideration the voltage VBETr11 between base emitters of a transistor Tr11, the multiplication of the emitter voltage of Tr11 and the dispersion coefficient of each pixel is carried out, the amount of feedbacks is calculated, and it feeds back to the base voltage V11 of Tr11.

[0059] Therefore, the output of the 2nd amplifier 114 is inputted into the input of 1 of a multiplier 115, to other inputs, resistance R15 and the base voltage V15 (V11=V15) of transistors Tr15 and Tr15 constitute an emitter follower circuit, and the amount of feedbacks is computed to them so that the same voltage as the emitter voltage of the integration transistor Tr11 may be inputted.

[0060] Moreover, as for this emitter follower circuit, it is desirable to make the resistance of resistance R15 almost equal to the resistance RB of a sensor, and for a transistor Tr11 and a transistor Tr15 to also use 1 chip dual matching transistor etc., and to arrange an electrical property so that the emitter voltage of the integration transistor Tr11 may be given correctly.

[0061] The output of this multiplier 115 is added to the base voltage V11 of Tr11 through a capacitor C12, and feedback control is performed.

[0062] By performing this feedback control, irrespective of dispersion in the resistance RB of each pixel of the bolometer type infrared sensor 1, fixed current flows to each pixel and the output in which the integrating-circuit output voltage V100 does not have FPN is obtained. And the gain of amplifier 101 can be raised after a FPN amendment, and a dynamic range can be utilized effectively.

[0063] Next, an amendment of sensitivity dispersion of the bolometer type infrared sensor 1 is explained.

[0064] Resistance RB' of the bolometer type infrared sensor 1 after incidence power is given by the following formula (6).

[0065]  $RB' = RB (1 + \alpha \Delta T)$  -- (6) [0066] Here, in alpha, a temperature coefficient and deltaT show the diagram temperature rise.

[0067] If it considers now that a temperature coefficient alpha and diagram temperature rise deltaT are each pixel constant value, it will be expressed with the following formula (7) and resistance RB' of the sensor after incidence power will become the function of only the resistance RB of a sensor.

[0068]  $RB' = RB (1 + A)$  -- (7) [0069] However, it is  $A = \alpha \Delta T$ .

[0070] Here, operation when performing feedback control is explained.

[0071] When a certain pixel X is made into a criteria pixel, the current which flows the resistance to RX and its pixel X is set to IX and the resistance of a certain pixel Y is made into K times of Pixel RX, and the current IY which flows to the pixel Y, IX and IY are expressed with the following formula (8) and (9), respectively.

[0072]

$IX = (V11 - VBETr11) / RX$  -- (8) [0073]

$IY = (V11 - VBETr11) / (K - 1) (V15 - VBETr15) / kRX$  -- (9) [0074] Here, since it is  $V11 = V15$  and  $VBETr11 = VBETr15$ , and IY is expressed as following formula (9) ' and

feedback control is performed, it becomes  $IX=IY$ .

[0075]

$IY=K(V_{11}-V_{BETr11})/KRX$  -- (9) ' [0076] Furthermore,  $IXP$  and  $IYP$  are expressed with the following formula (10) and (11) when the current which flows the current which flows to the pixel X after incidence power to the pixel Y after  $IXP$  and incidence power is set to  $IYP$ .

[0077]

$IXP=(V_{11}-V_{BETr11})/RX(1+A)$  -- (10)  $IYP=K(V_{11}-V_{BETr11})/KRX(1+A)$  -- (11)

[0078] That is, after incidence power serves as  $IXP=IYP$ .

[0079] Usually, if the resistance  $R_B$  of an oak and a sensor varies, the increase of dispersion and sensitivity dispersion will generate resistance  $R_B'$  of the sensor after incidence power.

[0080] However, the amendment of sensitivity dispersion is also performed by controlling the base voltage  $V_{100}$  to acquire data under one uniform infrared input condition, and not to be based on the resistance  $R_B$  of a sensor, but to become fixed about the output  $V_{100}$  of an integrating circuit 1000.

[0081] Next, the 2nd example of this invention is explained with reference to a drawing.

Drawing 3 is drawing showing the composition of the 2nd example of this invention.

[0082] The current regulator circuit which passes the bias current which consists of resistance  $R_{13}$  and base voltage  $V_{13}$  of transistors  $Tr_{13}$  and  $Tr_{13}$  in drawing 3 as compared with the integrating circuit 1000 of the 1st example of the above which showed the integrating circuit 3000 shown in drawing 3 to drawing 1 is omitted.

[0083] For this reason, by the integrating circuit 3000 in the 2nd example shown in drawing 3, the current  $I_{31}$  which flows to the bolometer type infrared sensor 1 turns into only the discharge current  $I_{32}$  from an integrating capacitor  $C_{31}$ , and the integrating-circuit output voltage  $V_{300}$  can be shown like the following formula (12).

[0084]  $V_{300}=I_{32} \cdot t / \text{degree } C$  -- (12) [0085] Here, in  $I_{32}$ , the discharge current ( $I_{31}=I_{32}$ ) of an integrating capacitor  $C_{31}$  and  $t$  show the reset time (OFF period of a reset switch  $SW_{31}$ ), and  $C$  shows the capacity of an integrating capacitor  $C_{31}$ , respectively.

[0086] In the 2nd example of this invention, the current  $I_{31}$  which flows to the bolometer type infrared sensor 1 by omitting the current regulator circuit shown in drawing 1 can compute dispersion in each pixel by the operation once in an integrating circuit 3000 from the integrating-circuit output voltage  $V_{300}$  from the discharge current  $I_{32}$  from an integrating capacitor  $C_{31}$ , and a bird clapper.

[0087] For this reason, the resistance  $R_{14}$  constituted in order to detect the bias current shown in drawing 1, the base voltage  $V_{14}$  and  $SW_{12}$  of transistors  $Tr_{14}$  and  $Tr_{14}$ , the 2nd memory 108, the 2nd average rhe JINGU circuit 109, the dispersion current calculation circuit 107, the bias-current calculation circuit 110, and an adder 111 can be deleted.

[0088] However, since the current  $I_{31}$  which flows to the bolometer type infrared sensor 1 in drawing 3 compared with the current  $I_{11}$  which flows to the bolometer type infrared sensor 1 shown in drawing 1 becomes large, in a basis with the same capacity of an integrating capacitor, the amplitude of the integrating-circuit output  $V_{300}$  becomes large, and it has the case where it stops going into the dynamic range of an integrating circuit. Here, the integrating-circuit gain  $G$  is given by the following formula (13).

[0089]  $G=t/C-R_B$  -- (13) [0090] However, in  $t$ , the reset time (OFF period of reset

switches SW11 and SW31) and C show the capacity of integrating capacitors C11 and C31, and RB shows the resistance of the bolometer type infrared sensor 1, respectively. [0091] Although the problem of the dynamic range of a circuit is solvable by making the amplitude of integrating-circuit output voltage small by enlarging capacity C of an integrating capacitor and making integrating-circuit gain G small, it is, when it becomes impossible to disregard the influence of the noise after the integrating circuit to the integrating-circuit noise by lowering integrating-circuit gain.

[0092] Next, the 3rd example of this invention is explained with reference to a drawing. Drawing 4 is drawing showing the 3rd example of this invention.

[0093] If drawing 4 is referred to, in the 3rd example of this invention, the integrating circuit 4000 will be made into the same circuitry as the integrating circuit 1000 of the 1st example of the above shown in drawing 1, will carry out digital conversion of the output voltage V400 of an integrating circuit 4000 by A/D converter 403 through the 1st amplifier 401 and a clamping circuit 402, will integrate the signal of several ten frames by the counting circuit 104, and will incorporate an addition result in memory 405.

[0094] And the data incorporated by memory 405 equalize by the average rhe JINGU circuit 406, and are changed into an analog signal by D/A converter 407. This analog signal is added to the base voltage V41 of Tr41 through the 2nd amplifier 408 and a capacitor C42, and feedback control is performed.

[0095] Next, operation of the 3rd example of this invention shown in drawing 4 is explained with reference to a drawing.

[0096] Operation of the integrating circuit 4000 and the 1st amplifier 401 which were shown in drawing 4, a clamping circuit 402, A/D converter 403, a counting circuit 404, memory 405, and the average rhe JINGU circuit 406 is made to be the same as that of the 1st example of the above, incorporates only the resistance dispersion component of each pixel except the bias component of the integrating-circuit output voltage V400 in memory 405, and equalizes by the average rhe JINGU circuit 406.

[0097] The data of the resistance dispersion component of each of this pixel are changed into an analog signal by D/A converter 407, and it is reversed with the 2nd amplifier 408, and a gain adjustment is performed, through capacity C42, it adds to the base voltage V41 of a transistor Tr41, and feedback control is performed.

[0098] In this 3rd example, since only the resistance dispersion component of each pixel except the bias component of the integrating-circuit output voltage V400 is incorporated for the purpose of performing a FPN amendment in a simple amendment circuit, it is considering as amendment data and resistance dispersion of each pixel like the 1st example of the above is not calculated as an absolute value, an exact amendment cannot be performed.

[0099] Moreover, since the amendment circuit is omitted in the voltage VBETr41 between base emitters of Tr41 as shown in the 1st example of the above, even if it carries out feedback control of the dispersion coefficient to the base voltage of Tr41, only the part of the voltage VBETr41 between base emitters of Tr41 serves as an error. Moreover, as for the error, the base voltage V41 becomes remarkable as a low.

[0100] However, although this 3rd example is rough by guessing resistance dispersion as an absolute value, the resistance dispersion component, i.e., the relative dispersion component, of each pixel except the bias component, and feeding back, in order to make it possible to perform FPN and a sensitivity dispersion amendment and not to perform

special data processing, it is characterized by the ability to make a circuit scale small.

[0101] Moreover, in the 3rd example shown in drawing 4 , an integrating circuit 4000 is realizable, even if it uses the integrating circuit which omitted the current regulator circuit like the integrating circuit 3000 of the 2nd example of the above like the integrating circuit 1000 of the 1st example of the above, although it is an integrating circuit with a current regulator circuit.

[0102]

[Effect of the Invention] As explained above, this invention does the following effects so.

[0103] In order to measure the resistance of each pixel of a sensor, I hear that other equipments of the 1st effect of this invention are unnecessary, and there is.

[0104] This is for computing the amount of resistance dispersion of each pixel of a bolometer type infrared sensor from the output voltage of a readout circuitry in this invention.

[0105] I hear that the 2nd effect of this invention made unnecessary complicated operation of the output-data acquisition in the two uniform different amounts of incident lights etc. in the field conventionally performed by sensitivity dispersion amendment, and there is.

[0106] This is because FPN and a sensitivity dispersion amendment can be performed in this invention by detecting the amount of resistance dispersion of each pixel, computing the dispersion coefficient of each pixel from the amount of dispersion, and feeding back to a control voltage under one uniform infrared input condition.

## CLAIMS

---

[Claim(s)]

[Claim 1] The infrared image pck-up equipment which carries out [ feeding back the output obtained by a bolometer type infrared sensor (it only calls a "sensor"), the integrating circuit which reads the output of the aforementioned sensor, means record the amount of the output of the aforementioned sensor of dispersion, means which carried out record vary and compute the dispersion coefficient of each pixel from an amount, the means which carry out the multiplication of the aforementioned coefficient and the reference voltage, and the aforementioned multiplication means to the control voltage of the aforementioned integrating circuit, and ] as the

[Claim 2] A bolometer type infrared sensor and the integrating circuit which reads the output signal of the aforementioned bolometer type infrared sensor, The analog-to-digital converter which considers the output of the aforementioned integrating circuit as an input (it is called a "A/D converter"), The counting circuit which considers the output of the aforementioned A/D converter as an input, and integrates a signal over a predetermined number of frames, The memory which considers the output of the aforementioned counting circuit as an input, and records the level of each pixel, The coefficient calculation circuit which computes a dispersion coefficient based on the output of the aforementioned memory, Bolometer type infrared image pck-up equipment which considers the output of the aforementioned coefficient calculation circuit as an input, and is characterized by having the digital to analog converter (it being called a "D/A converter") which outputs an analog signal, and feeding back the output of the aforementioned D/A converter to the aforementioned integrating circuit.

[Claim 3] Bolometer type infrared image pck-up equipment according to claim 2 characterized by having further the current regulator circuit which cancels the bias component of a signal, a means to compute a bias current, and a means to compute dispersion current.

[Claim 4] Bolometer type infrared image pck-up equipment according to claim 3 with which a means to compute the aforementioned bias current is characterized by using as an input what carried out the analog / digital conversion of the signal of the aforementioned current regulator circuit.

[Claim 5] Bolometer type infrared image pck-up equipment [ V ] according to claim 3 characterized by for the calculation means of the aforementioned dispersion current performing output voltage of the aforementioned integrating circuit, and calculating  $(V-C)/t$  for integral capacity as C and the reset time t.

[Claim 6] Bolometer type infrared image pck-up equipment according to claim 3 or 4 which the calculation means of the aforementioned bias current sets R and emitter voltage of the transistor of a current regulator circuit to  $V_E$  for the resistance of the resistance of VDD and a current regulator circuit by supply voltage, and is characterized by calculating  $(V_{DD}-V_E)/R$ .

[Claim 7] The bolometer type infrared image pck-up equipment according to claim 2 characterized by to perform the operation which deducts one from the value which <sup>\*\*</sup>(ed) the current value which flows to a criteria pixel by the current value which flows to each pixel by making into a criteria pixel a certain specific pixel with the operation which deducted from the value to which the aforementioned coefficient calculation circuit

\*\*(ed) the average of the current which flows to each pixel by the current value which flows to each pixel one or the current which flows to a pixel near the average of the current which flows to each pixel

[Claim 8] Bolometer type infrared image pick-up equipment characterized by detecting the amount of dispersion of resistance of a bolometer type infrared sensor as a FPN amendment signal, feeding back to the control voltage which controls the current which flows from this FPN amendment signal to a bolometer, passing fixed current, without depending on dispersion in the resistance of each pixel of a bolometer type infrared sensor, and performing a FPN amendment under a uniform infrared input condition.